

OPCD 07-13-01
#2
BOX PATENT 10-3-01
Attorney Docket No. 24691

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:

Inventor: Katsumi TAKAOKA Keiichi KANEKO

Serial No. 09/891,392

Filed: June 27, 2001

Title: RECURSIVE DISCRETE FOURIER TRANSFORMATION METHOD AND
RECURSIVE INVERSE DISCRETE FOURIER TRANSFORMATION METHOD



TRANSMITTAL LETTER

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Submitted herewith for filing in the U.S. Patent and Trademark Office is the following:

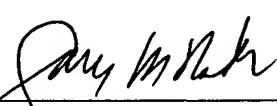
- (1) Transmittal Letter
- (2) Request For Priority Under 35 U.S.C. §119
- (3) Certified Copy of Priority Document Nos. 1) P2000-198374, dated: June 30, 2000 2) P2000-204916, dated: July 6, 2000 3) P2000-234130, dated: August 2, 2000

The Commissioner is hereby authorized to charge any deficiency or credit any excess to Deposit Account No. 14-0112.

Respectfully submitted,

NATH & ASSOCIATES PLLC

By:


Gary M. Nath
Registration No. 26,965
Jerald L. Meyer
Registration No. 41,194
Customer No. 20529

Date: July 20, 2001
NATH & ASSOCIATES PLLC
1030 15th Street NW - 6th Floor
Washington, D.C. 20005
GMN/sjb:IDS



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

BOX PATENT

Attorney Docket No. 24691

In re Application of:

Inventor: Katsumi TAKAOKA Keiichi KANEKO

Serial No. 09/891,392 Filed: June 27, 2001

Title: RECURSIVE DISCRETE FOURIER TRANSFORMATION METHOD AND
RECURSIVE INVERSE DISCRETE FOURIER TRANSFORMATION METHOD

REQUEST FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. §119

BOX PATENT APPLICATION

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

In the matter of the above-captioned application, notice is hereby given that the Applicant claims as 1) priority date June 30, 2000 the filing date of the corresponding application filed in JAPAN, bearing Application Number P2000-198374 and 2) priority date July 6, 2000 the filing date of the corresponding application filed in JAPAN, bearing Application Number P2000-204916 and 3) priority date August 2, 2000 the filing date of the corresponding application filed in JAPAN, bearing Application Number P2000-234130.

A Certified Copy of the corresponding application is submitted herewith.

Respectfully submitted,
NATH & ASSOCIATES PLLC

Date: July 20, 2001

By: Gary M. Nath

Gary M. Nath
Reg. No. 26,965
Jerald L. Meyer
Reg. No. 41,194
Customer No. 20529

NATH & ASSOCIATES PLLC
1030 15th Street, N.W. 6TH Floor
Washington, D.C. 20005
(202)-775-8383
GMN/sjb (Priority)



PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

Date of Application: August 2, 2000

Application Number: P2000-234130

Applicant(s): VICTOR COMPANY OF JAPAN, LIMITED

June 7, 2001

Commissioner,
Patent Office

Kozo Oikawa

Number of Certification: 2001-3053432

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出願年月日
Date of Application:

2000年 8月 2日

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

出願番号
Application Number:

特願2000-234130

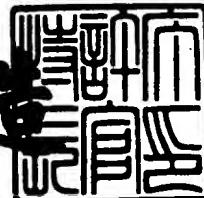
出願人
Applicant(s):

日本ピクター株式会社

2001年 6月 7日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3053432

【書類名】 特許願
【整理番号】 412000743
【提出日】 平成12年 8月 2日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04L 27/30
G06F 17/14

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

【氏名】 高岡 勝美

【特許出願人】

【識別番号】 000004329

【氏名又は名称】 日本ビクター株式会社

【代表者】 守隨 武雄

【電話番号】 045-450-2423

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003654

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 再帰型離散フーリエ変換方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】

間隔が一定である時刻 t 、 $t+1$ 、 $t+2$ 、 $t+3$ 、 \dots 、 $t+N-1$ 、 $t+N$ 、(N は1以上の正の整数)のそれぞれの時点においてサンプリングして得られたデータ値 $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ 、 $x(t+N)$ が供給され、その供給されたデータ値に対する時刻 t から供給される N 個のデータ値をデータ列とし、そのデータ列に対して複素フーリエ変換を行なって得られる次数 k (k は0、又は N より小さな正の整数) である周波数成分として、その実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ のそれぞれを複素フーリエ係数として得る離散フーリエ変換方法において、

時刻 $t+N-1$ において時刻 t から供給されたデータ列 $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ を第1の記憶手段に一時記憶する第1のステップと、

その第1のステップで一時記憶されたデータ列の複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を得る第2のステップと、

その第2のステップで得られた複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を第2の記憶手段に一時記憶する第3のステップと、

その第2の記憶手段に一時記憶された複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を用い、時刻 $t+1$ から供給されるデータ列に対する複素フーリエ係数 $X_r(k, t+1) - j X_i(k, t+1)$ を、次式に示す伝達関数を基にして得る第4のステップと、

よりなることを特徴とする再帰型離散フーリエ変換方法。

【数1】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] - j \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] - z^{-1}}{1 - 2\cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right]z^{-1} + z^{-2}} \right\}$$

(但し、Aは $[x(t+N) - x(t)]$ に振幅値を与えるための正の定数)

【請求項2】

標本化周波数を f_s とし、間隔が一定である時刻 $t, t+1, t+2, t+3, \dots, t+N-1, t+N$ (Nは1以上の正の整数) のそれぞれの時点においてサンプリングして得られたデータ値 $x(t), x(t+1), x(t+2), x(t+3), \dots, x(t+N-1), x(t+N)$ が供給され、その供給されたデータ値に対する時刻 t から供給されるN個のデータ値をデータ列とし、そのデータ列に対して最低周波数 f_1 と最高周波数 f_2 で与えられる周波数間隔を計測周波数間隔とするとともに、その計測周波数間隔を前記Nで除した周波数間隔を分析周波数間隔とし、その分析周波数間隔ごとに複素フーリエ変換を行なって得られる周波数分析結果を、周波数間隔の k 倍 (k は0、又はNより小さな正の整数) である周波数成分として、その実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ のそれぞれを複素フーリエ係数として得る離散フーリエ変換方法において、

時刻 $t+N-1$ において時刻 t から供給されたデータ列 $x(t), x(t+1), x(t+2), x(t+3), \dots, x(t+N-1)$ を第1の記憶手段に一時記憶する第1のステップと、

その第1のステップで一時記憶されたデータ列の複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を得る第2のステップと、

その第2のステップで得られた複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を第2の記憶手段に一時記憶する第3のステップと、

その第2の記憶手段に一時記憶された複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を用い、時刻 $t+1$ から供給されるデータ列に対する、前記最低周波数 f_1 と最高周波数 f_2 により与えられる前記周波数間隔における複素フーリエ係数 $X_r(k, t+1) - j X_i(k, t+1)$ を得る第4のステップと、

$k, t+1) - j x_i(k, t+1)$ を次式に示す伝達関数を基にして得る第4のステップと、

よりなることを特徴とする再帰型離散フーリエ変換方法。

【数2】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos[2\pi p] - j \sin[2\pi p] - z^{-1}}{1 - 2 \cos[2\pi p] z^{-1} + z^{-2}} \right\}$$

(但し、Aは $[x(t+N) - x(t)]$ に振幅値を与えるための正の定数、

$$p = \frac{1}{fs} \left\{ \frac{(f2 - f1)k}{N-1} + f1 \right\}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad \text{である。}$$

【請求項3】

前記 $x(t+N)$ と、前記 $x(t)$ との差の値に対する振幅値を与えるための正の定数値Aは、1、Nの平方根の逆数、又は $1/N$ などの値を選択的に設定可能であることを特徴とする請求項1又は2に記載の再帰型離散フーリエ変換方法。

【請求項4】

前記複素フーリエ係数の次数を示すkを所望の値に設定し、その設定したkの値に対するフーリエ変換を、前記間隔が一定である時刻毎に繰り返して行うことの特徴とする請求項1又は2に記載の再帰型離散フーリエ変換方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、フーリエ変換の演算方法に関し、特に簡易な演算処理によるフーリエ変換を行い、フーリエ変換の演算結果を短時間に得るための演算方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来より、時系データ列の周波数分析等に用いるフーリエ変換手法は音響信号

処理分野、医療用機器の画像データ処理分野等における信号のスペクトル解析の外に、音響信号や画像信号の高圧縮符号化方式に、さらには通信分野における変調、復調技術として幅広く用いられている。

【0003】

そのフーリエ変換手法は、デジタル量として標本化されたデータ列を、N個（Nは整数値、例えば1024）の集団として扱い、そのN個のデータ列が存在する時間間隔を窓期間とするとともに、その窓期間を基本周波数とし、その窓期間に存在するデータ列の信号成分を基本周波数の高調波信号の実数部成分、及び虚数部成分として求めるものである。

【0004】

そして、この様にして扱うデータ列が、所定の期間毎に標本化された離散的なデータ列として扱われ、その離散データに対するフーリエ変換を行う手法は離散フーリエ変換（DFT；Discrete Fourier Transform）と呼ばれ、その離散フーリエ変換技術は、例えば製造工程の状態を離散データにより得て、その得られたデータを分析することにより工程品質を最良に保ち、製造される製品の良品率を向上させるといったような制御技術の中での分析技術としても利用されるなど、その応用分野は年々広げられている。

【0005】

この様にしてなされる離散フーリエ変換技術は、供給される信号を一定時間間隔でサンプリングし、そのサンプリングして得られる電圧値を標本化されたデータとして得、その得られたデータの集合であるデータ列が、所定の時間 t において得られるN個のデータ $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 \dots 、 $x(t+N-2)$ 、 $x(t+N-1)$ であるとき、そのN個のデータに対して求められる離散フーリエ変換の値 $X(k, t)$ は次式で定義される。

【0006】

【数3】

$$\begin{aligned}
 X(k,t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \exp\left\{-j2(n-t)\frac{\pi k}{N}\right\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} \left\{ x_r(n) \cos\left[2(n-t)\frac{\pi k}{N}\right] + x_i(n) \sin\left[2(n-t)\frac{\pi k}{N}\right] \right\} \\
 &\quad + j \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} \left\{ -x_r(n) \sin\left[2(n-t)\frac{\pi k}{N}\right] + x_i(n) \cos\left[2(n-t)\frac{\pi k}{N}\right] \right\}
 \end{aligned} \quad \cdots \cdots \cdots \text{式(1)}$$

for $k = 0, 1, \dots, N-1$

【0007】

この式からも分かるように、フーリエ変換は供給されるデータ列に対し求めるポイント毎に固有の基底関数を畳み込むようにして行われ、その基底関数を畳み込む演算を、多数の乗算処理により行うようにしている。

【0008】

このようにして、その乗算処理を専用の乗算回路により、又はD S P (Digital signal processor)などを用いて行う場合などは、これらの乗算回路、ないしはD S Pなどの演算のために使用されるハードウェアに対する負担が非常に大きいことが知られている。

【0009】

その乗算処理に対する負担は、前述の式(1)で表される変換式による場合、 $4N^2$ 回の乗算を必要とし、例えばNが1024である場合の乗算回数は約420万回となってしまうため、この回数の乗算を行うための回路規模は大きくなり、演算処理の負担が非常に大きくなり、さらにデータ列として取り扱うポイント数Nが大きくなると乗算処理回数も2乗倍で増加するなど好ましくない。

【0010】

そこで通常は、離散フーリエ変換式について、基底関数が周期的な関数から成っていることを利用し、その規則性に着目して行列の変形を行うことにより演算効率を高めたF F T (Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換)が利用されるようになっている。

【0011】

そのFFTには、バタフライ演算といわれる演算手法が用いられており、そのバタフライ演算は、簡単な整数値である、例えば2を基数として定義し、供給される2値の複素データに対して加算、減算、乗算の複素演算を各1回ずつ行い、2値の複素データを出力するように構成している。

【0012】

従って、NポイントのFFTは、 $\log_2 N$ 段のステージと、 $(N/2) \log_2 N$ 個のバタフライ演算により構成されており、 $(2N) \log_2 N$ 回の乗算処理回数によりFFTの演算結果を得ることができるなど、演算効率の高いフーリエ変換法として用いられている。

【0013】

通常は、この様にしてなされるFFT、もしくはDFT (Discrete Fourier Transform: 離散フーリエ変換) が用いられて、一定時間間隔で逐次サンプリングされて供給されるデータ列に対してフーリエ変換が行われるが、そのフーリエ変換は、サンプリングされ、標本化されたデータ列を順次メモリ回路に一時記憶するとともに、そのメモリ回路に一時記憶されたデータ数がN個となったときに、そのN個のデータに対するフーリエ変換処理を開始するようにしている。

【0014】

その変換処理を行っている期間はメモリ回路に一時記憶されたデータは記憶されたままの状態に保たれたままでフーリエ変換処理がなされ、演算処理が終了した時点で、再度新しいデータをメモリ回路に供給して一時記憶し、N個の所定量のデータが記憶された後に再度変換処理を開始する様になされている。

【0015】

しかし、フーリエ演算処理を行っているときにもデータは休みなく供給されるため、別系統としてN個のデータ列を蓄えるメモリ回路を設けておき、N個のデータが供給される毎に、交互に一時記憶処理と演算処理を行なうようにして、連続的に供給される時系列データに対するフーリエ変換処理を行なう方法もとられている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

このようにしてなされるフーリエ変換の方法は、N個の一時記憶されたデータ列に対して、すなわちデータ列をブロック単位として扱いながら演算処理を行うため、このようにしてなされるフーリエ変換処理では少なくともN個分のデータ列に相当する遅延時間が生じてしまい、リアルタイムに変換結果を得ることはできない。

従って、データ列は逐次的に供給されるものの、フーリエ解析した結果はN個のサンプリング時間間隔毎にしか得られないこととなる。

【0017】

これに対し、逐次供給される、サンプリングされる新たなデータを含むNポイントのデータ列に対してフーリエ変換処理を行い、サンプリングされたデータが供給される毎にフーリエ変換処理した結果を得るためにには、その1サンプリング期間内にNポイントのフーリエ変換処理を行わなければならないこととなり、このような高速演算処理用に開発されたFFT演算手法を用いる場合でも、そのFFTから連続して演算されたフーリエ変換結果を得るためにには、N倍の演算処理速度が要求され、そのような超高速なFFTを行ない、得られた演算結果を供給することは通常の場合は困難である。

【0018】

フーリエ変換は、一般にFFT演算処理手法が用いられるが、そのFFT演算処理はサンプリング周波数が fs で量子化されて供給されるNポイントのデータ列に対して、通常は fs/N の周波数間隔で演算処理を行う。

【0019】

一般には、演算処理中に供給される時系列データに対しても連続してフーリエ解析処理がなされるよう、フーリエ変換処理中にも他のバッファメモリにデータを取り込むようにし、一方のバッファメモリに一時記憶されたデータを演算処理している期間に他方のバッファメモリに供給されるデータを取り込み、N個のデータ取り込みを終了した時点で演算処理とデータ取り込み処理を切り換えてフーリエ演算処理を行なう方法はあるが、この場合は2組のバッファメモリとFFT演算処理手段が必要となり経済的に好ましい方法ではない。

【0020】

またこの方法では、供給されるN個の時系列データを纏めて扱うブロック処理である為、取り込まれたNポイントのデータに対するフーリエ変換結果が出力されるのはNサンプリング時間後であり、そのときに得られる解析結果はNサンプル毎のフーリエ変換処理結果のみしか出力されない。

【0021】

このようにして、逐次新たにサンプリングされて供給されるデータを含む最新のNポイントのデータに対するフーリエ変換結果をリアルタイムに出力することは出来なく、リアルタイムに変換結果を出力するためには上述のようなサンプリング期間毎のフーリエ変換処理が必要であるが、1サンプリング時間間隔で連続してフーリエ変換を行うことは、単位時間当たりの演算量が膨大となり現実的ではない。

【0022】

一方、連続してフーリエ変換処理された演算結果を得る方法として、特開平1-59454号公報「フーリエ変換装置及びフーリエ変換法」にその手法が開示されている。

即ち、この公報には、サンプリングされて供給される振動波形値をフーリエ変換する方法について開示されているが、同変換法は新しく供給される振動波形値と、既に供給されフーリエ演算処理に用いられた古い振動波形値との差の値を求め、既に演算処理されて得られる古い複素振幅値より新しい複素振幅値を、振動波形のサンプリング値が供給される毎に得るというものである。

【0023】

このような、連続的にフーリエ変換を行うことが出来ることを利用したアプリケーションとして周波数解析などが考えられるが、そのようなアプリケーションを考慮した場合は、任意の周波数帯域を任意の解像度で解析して、その結果によりアプリケーションを実行することが良く行われる。

【0024】

しかしながら、前述の公報はそれらの点については考えられていない。

そこで本発明は、フーリエ解析を所望する任意の周波数帯域について、所望する任意の解像度を有して変換を行うのに適す連続的フーリエ変換手法を提供しよ

うというものである。

【0025】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記課題を解決するために以下の1)~4)の手段より成るものである。

すなわち、

【0026】

1) 間隔が一定である時刻 t 、 $t+1$ 、 $t+2$ 、 $t+3$ 、 \dots 、 $t+N-1$ 、 $t+N$ 、(Nは1以上の正の整数)のそれぞれの時点においてサンプリングして得られたデータ値 $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ 、 $x(t+N)$ が供給され、その供給されたデータ値に対する時刻 t から供給されるN個のデータ値をデータ列とし、そのデータ列に対して複素フーリエ変換を行なって得られる次数 k (k は0、又はNより小さな正の整数)である周波数成分として、その実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ のそれぞれを複素フーリエ係数として得る離散フーリエ変換方法において、

時刻 $t+N-1$ において時刻 t から供給されたデータ列 $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ を第1の記憶手段に一時記憶する第1のステップ(1)と、

その第1のステップで一時記憶されたデータ列の複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - jX_i(k, t)$ を得る第2のステップ(3)と、

その第2のステップで得られた複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - jX_i(k, t)$ を第2の記憶手段に一時記憶する第3のステップ(4)と、

その第2の記憶手段に一時記憶された複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - jX_i(k, t)$ を用い、時刻 $t+1$ から供給されるデータ列に対する複素フーリエ係数 $X_r(k, t+1) - jX_i(k, t+1)$ を、次式に示す伝達関数を基にして得る第4のステップと、

よりなることを特徴とする再帰型離散フーリエ変換方法。

【0027】

【数4】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] - j \sin \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] - z^{-1}}{1 - 2 \cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] z^{-1} + z^{-2}} \right\}$$

(但し、Aは $[x(t+N) - x(t)]$ に振幅値を与えるための正の定数)

【0028】

2) 標本化周波数を f_s とし、間隔が一定である時刻 $t, t+1, t+2, t+3, \dots, t+N-1, t+N$ (Nは1以上の正の整数) のそれぞれの時点においてサンプリングして得られたデータ値 $x(t), x(t+1), x(t+2), x(t+3), \dots, x(t+N-1), x(t+N)$ が供給され、その供給されたデータ値に対する時刻 t から供給されるN個のデータ値をデータ列とし、そのデータ列に対して最低周波数 f_1 と最高周波数 f_2 で与えられる周波数間隔を計測周波数間隔とともに、その計測周波数間隔を前記Nで除した周波数間隔を分析周波数間隔とし、その分析周波数間隔ごとに複素フーリエ変換を行なって得られる周波数分析結果を、周波数間隔の k 倍 (k は0、又はNより小さな正の整数) である周波数成分として、その実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ のそれを複素フーリエ係数として得る離散フーリエ変換方法において、

時刻 $t+N-1$ において時刻 t から供給されたデータ列 $x(t), x(t+1), x(t+2), x(t+3), \dots, x(t+N-1)$ を第1の記憶手段に一時記憶する第1のステップ(1)と、

その第1のステップで一時記憶されたデータ列の複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を得る第2のステップ(3)と、

その第2のステップで得られた複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を第2の記憶手段に一時記憶する第3のステップ(4)と、

その第2の記憶手段に一時記憶された複素フーリエ係数 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ を用い、時刻 $t+1$ から供給されるデータ列に対する、前記最低周波数 f_1 と最高周波数 f_2 により与えられる前記周波数間隔における複素フーリエ係数 $X_r(k, t)$ を得る第4のステップ(5)と、

$k, t+1) - j x_i (k, t+1)$ を次式に示す伝達関数を基にして得る第4のステップ(3)と、

よりなることを特徴とする再帰型離散フーリエ変換方法。

【0029】

【数5】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos[2\pi p] - j \sin[2\pi p] - z^{-1}}{1 - 2 \cos[2\pi p] z^{-1} + z^{-2}} \right\}$$

(但し、Aは $[x(t+N) - x(t)]$ に振幅値を与えるための正の定数、

$$p = \frac{1}{fs} \left\{ \frac{(f2 - f1)k}{N-1} + f1 \right\}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad \text{である。}$$

【0030】

3) 前記 $x(t+N)$ と、前記 $x(t)$ との差の値に対する振幅値を与えるための正の定数値Aは、1、Nの平方根の逆数、又は $1/N$ などの値を選択的に設定可能であることを特徴とする1)、又は2)項に記載の再帰型離散フーリエ変換方法。

【0031】

4) 前記複素フーリエ係数の次数を示すkを所望の値に設定し、その設定したkの値に対するフーリエ変換を、前記間隔が一定である時刻毎に繰り返して行うことの特徴とする1)、又は2)項に記載の再帰型離散フーリエ変換方法。

【0032】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の再帰型離散フーリエ変換方法の実施の形態につき、好ましい実施例により説明する。

図1は、その方法を適応した再帰型離散フーリエ変換装置の実施例を示したものであり、同図と共に説明する。

【0033】

その再帰型離散フーリエ変換装置は一定時間間隔でサンプリングされたデータ

が供給され、供給された最新のN個（Nは正の整数）のデータを一時記憶するデータ更新部1と、離散フーリエ変換を行なうための基底周波数を設定する基底周波数設定部2と、再帰型DFT演算を行なう再帰型DFT演算部3と、演算されたデータを一時記憶するメモリ部4により構成される。

【0034】

次に、この様に構成される再帰型離散フーリエ変換装置の動作について説明する。

まず、供給されるデータは図示しないサンプリング回路により一定時間間隔でサンプリングされ、サンプリングされて量子化された離散データがデータ更新部1に供給される。

【0035】

そのサンプリング回路は、間隔が一定である時刻t、t+1、t+2、t+3、…、t+N-1、t+N（Nは自然数）において供給されるデータ値のサンプリングを行ない、その時刻に供給されているデータ値をそれぞれの時刻に対応したサンプリング値としてデータ列x(t)、x(t+1)、x(t+2)、x(t+3)、…、x(t+N-1)、x(t+N)を生成する。

【0036】

このサンプリング回路の動作は、供給されるアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器の動作と同様であり、サンプリング周波数の逆数で与えられる一定時間間隔で供給されるアナログ信号電圧値をデジタル信号値に変換するものであり、変換されたデジタル信号値はパルス振幅変調信号を与えるアナログ電圧と相似の関係にある電圧であったり、あるいはその電圧値を2進数のデジタル値で表現するものであったりする。

【0037】

このようにして、データ更新部1には、時刻tでサンプリングされたサンプリングデータx(t)、時刻t+1におけるx(t+1)、…、時刻t+N-1におけるx(t+N-1)、時刻t+Nにおけるx(t+N)、…が供給される。、

【0038】

データ更新部1は、供給されるデータのうち、最新に供給されるデータ数N個

(Nは正の整数) のデータを更新しつつ一時記憶する。

即ち、供給されるデータが $x(t)$ より開始され、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ のように供給されるときは、供給されたデータ $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ の全てを一時記憶し、その一時記憶の動作はデータ $x(t+N-1)$ が入来するまで継続し、 $x(t+N-1)$ のデータが入來した段階で総データ数はN個となりデータ更新部のデータ領域がフルとなる。

【0039】

このような状態で、次のデータ $x(t+N)$ が供給されるときは、総データ数がN+1となるため、データ更新部1は $x(t+N)$ より $x(t)$ を減算し、減算して得られるデータを再帰型DFT演算部3に供給するとともに、一番古いデータ $x(t)$ をメモリ部より削除し、データ更新部1は $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、……、 $x(t+N-1)$ 、 $x(t+N)$ のN個のデータを一時記憶する。

【0040】

同様にして、データ更新部1は、次のデータ $x(t+N+1)$ が供給されるときはデータ $x(t+N+1) - x(t+1)$ を求めて再帰型DFT演算部に供給するとともに、 $x(t+1)$ をメモリより削除するようにし、常に供給されるデータの内、最新のN個のデータをデータ更新部1に一時記憶する。

【0041】

このようにして、一時記憶されるN個のデータは再帰型DFT演算部に供給され、その再帰型DFT演算部は基底周波数設定部2で設定される周波数解像度情報に従って、及びメモリ回路4に一時記憶された直前のFFT演算結果は再起型DFTに再帰データとして供給され、後述の方法により再帰型離散フーリエ変換演算が行なわれ、その演算結果が出力されるようになっている。

【0042】

次に、この再帰型離散フーリエ演算処理方法について、従来から行なわれているフーリエ演算処理をも参照しつつ、さらに詳細に説明する。

図2に、供給される信号波形をサンプリング期間 t_s でサンプリングして得られるデータ値と、それに対するDFT演算の関係を模式的に示し、説明する。

【0043】

同図において、時間 t より一定のサンプリング期間でサンプリングされた N 個の実数データ値、 $x(t)$ 、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ の集合、及び時間 $t+1$ よりサンプリングされて得られる N 個の実数データ値、 $x(t+1)$ 、 $x(t+2)$ 、 $x(t+3)$ 、 \dots 、 $x(t+N-1)$ 、 $x(t+N)$ の集合を示してある。

【0044】

そして、その時間 t よりサンプリングされた N 個の実数データ値であるデータ列に対して求められる離散フーリエ変換の値 $X(k, t)$ は次式で定義される。

【0045】

【数6】

$$\begin{aligned}
 X(k, t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \exp \left[-j 2(n-t) \frac{\pi k}{N} \right] \quad \dots \dots \dots \text{式(2)} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \cos \left[2(n-t) \frac{\pi k}{N} \right] \\
 &\quad - j \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \sin \left[2(n-t) \frac{\pi k}{N} \right] \\
 &= X_r(k, t) - j X_i(k, t)
 \end{aligned}$$

for $k = 0, 1, \dots, N-1$

【0046】

このようにして定義された、任意の時間 t より供給されたサンプリングデータ列、 $x(t) \sim x(t+N-1)$ の複素フーリエ変換の実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ を次のように定義する。

【0047】

【数7】

$$X_r(k, t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \cos \left[2(n-t) \frac{\pi k}{N} \right] \quad \dots \dots \dots \text{式(3)}$$

$$X_i(k, t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t}^{t+N-1} x(n) \sin \left[2(n-t) \frac{\pi k}{N} \right] \quad \dots \dots \dots \text{式(4)}$$

for $k = 0, 1, \dots, N-1$

【0048】

そして、これらの式(3)、及び(4)において、前述の図2に示すように時間 $t+1$ において、新たにデータ $x(t+N)$ が供給されると、実数部および虚数部の変換は次式で表されるように更新される。

【0049】

【数8】

$$X_r(k, t+1) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t+1}^{t+N} x(n) \cos \left[2(n-t-1) \frac{\pi k}{N} \right] \quad \dots \dots \dots \text{式(5)}$$

$$X_i(k, t+1) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=t+1}^{t+N} x(n) \sin \left[2(n-t-1) \frac{\pi k}{N} \right] \quad \dots \dots \dots \text{式(6)}$$

【0050】

ここで、最初に供給されたデータである $x(t)$ を削除し、最も新しく供給されるデータ $x(t+N)$ を組み入れるとともに、時間 t から開始されるデータ列に対するフーリエ係数 $X_r(k, t)$ 、及び $X_i(k, t)$ を用いることにより、時間 $t+1$ より開始されるデータ列に対するフーリエ係数 $X_r(k, t+1)$ 、及び $X_i(k, t+1)$ を得ることができる。

【0051】

次に示す式(7)、及び(8)は、その様にして式(5)、及び(6)より導き出されたものである。

【0052】

【数9】

$$X_r(k, t+1) = \left\{ X_r(k, t) + \frac{1}{\sqrt{N}} [x(t+N) - x(t)] \right. \\ \left. \times \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] + X_i(k, t) \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \right\} \dots \dots \text{式(7)}$$

$$X_i(k, t+1) = X_i(k, t) \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ - \left\{ X_r(k, t) + \frac{1}{\sqrt{N}} [x(t+N) - x(t)] \right\} \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \dots \dots \text{式(8)}$$

【0053】

このようにして、これらの変換式で示される再帰型DFT変換により、時間t+1における複素フーリエ変換結果 $X_r(k, t+1) - j X_i(k, t+1)$ を、サンプリングされて供給されるデータ $x(t+N)$ と、時間tにおける複素フーリエ変換結果 $X_r(k, t) - j X_i(k, t)$ とを用いて導き出すことができる。

【0054】

それは、前述の図2に示したような、サンプリング時間間隔で逐次サンプリングされて得られる新たなデータを含む最新のNポイントのデータに対するフーリエ変換結果を得ることができることを示している。

【0055】

さて、ここで、この様にしてなされるフーリエ変換について、ある係数を有するシステムに連続するサンプリングデータを供給して変換を行うような線形時不变のシステムであると見なすことにより、この変換処理はフィルタリング処理であるとみなすことができる。

【0056】

そこで、振幅値を与える $1/\sqrt{N}$ （Nの平方根）をAとおき、時刻tから供給されるデータ列に対するフーリエ係数の実数部 $X_r(k, t)$ 、及び虚数部 $X_i(k, t)$ をそれぞれ $y_{r,k}(t)$ 、及び $y_{i,k}(t)$ とおくとき、前述の式(7)、及び(8

) のそれを、入力 x に対する出力 y の変換式として扱い、時刻 $t+1$ から供給されるデータのフーリエ係数の変換式を次のように表すことができる。

【0057】

【数10】

$$y_{r,k}(t+1) = \{y_{r,k}(t) + A[x(t+N) - x(t)]\} \\ \times \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] + y_{i,k}(t) \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ \dots \dots \dots \text{式(9)}$$

$$y_{i,k}(t+1) = y_{i,k}(t) \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ - \{y_{r,k}(t) + A[x(t+N) - x(t)]\} \\ \times \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ \dots \dots \dots \text{式(10)}$$

$$(\text{但し } A = \frac{1}{\sqrt{N}})$$

【0058】

そしてさらに、これらの式 (9) 及び (10) について z 変換を行うと、その変換結果は次の式 (11)、及び (12) のように表せる。

【0059】

【数11】

$$Y_{r,k}(z) = \{Y_{r,k}(z)z^{-1} + A[X(z)z^N - X(z)]\} \\ \times \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] + Y_{i,k}(z)z^{-1} \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ \dots \dots \dots \text{式(11)}$$

$$Y_{i,k}(z) = Y_{i,k}(z)z^{-1} \cos\left[2\frac{\pi k}{N}\right] - \{Y_{r,k}(z)z^{-1} \\ + A[X(z)z^N - X(z)]\} \sin\left[2\frac{\pi k}{N}\right] \\ \dots \dots \dots \text{式(12)}$$

【0060】

ここで、入力 $X(z)$ に対する出力 $Y(z)$ の伝達関数を $H(z)$ とすると、
 $H(z)$ は次式で与えられる。

【0061】

【数12】

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

【0062】

そこで、式(11)、及び(12)を連立方程式とし、実数部、及び虚数部のそれ
 ぞれの伝達関数を求める、次式(13)、及び(14)のように求められる。

【0063】

【数13】

$$H_r(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] - z^{-1}}{1 - 2 \cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] z^{-1} + z^{-2}} \right\} \quad \cdots \cdots \text{式 (13)}$$

$$H_i(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{-\sin \left[2 \frac{\pi k}{N} \right]}{1 - 2 \cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] z^{-1} + z^{-2}} \right\} \quad \cdots \cdots \text{式 (14)}$$

【0064】

このようにして、再帰型DFTを示す伝達関数は、次式(15)により表される

【0065】

【数14】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] - j \sin \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] - z^{-1}}{1 - 2 \cos \left[2 \frac{\pi k}{N} \right] z^{-1} + z^{-2}} \right\}$$

.....式(15)

【0066】

この式において、 $1 - z^{-N}$ は入力データ更新時の最も古いデータの消去を示しており、分数で示される部分は、分子は1次、分母は2次の次数を有するIIRフィルタ（巡回型フィルタ）として構成されている。

【0067】

本来DFTは有限なポイント数Nに対して処理を行うFIRフィルタであるが、前述の式(15)のように、IIRフィルタを用いて実現することの方が、FIRフィルタよりも簡単なハードウェアで構成することができる。

【0068】

図3に、IIRフィルタにより実現した離散フーリエ変換を行う構成について示す。

【0069】

同図において、所定のサンプリングクロックにおいてサンプリングされたデータ、例えば時刻 $t + N$ においてサンプリングされたデータ $x(t + N)$ がフーリエ演算部5に供給され、ここでは $H(z)$ として示される伝達関数の特性により供給されたサンプリングデータが演算され、フーリエ係数の実数部出力として $X_r(k, t+1)$ 、及び虚数部出力として $jX_i(k, t+1)$ が供給される。

【0070】

このようにして、式(15)で示される、伝達関数 $H(z)$ を有するフーリエ演算部5は、供給されるサンプリングデータ毎に逐次、IIRフィルタリング演算処理を行い、実数部と虚数部に相当するDFT変換の演算結果を供給することができる。

【0071】

即ち、あるサンプリング時間 $t+1$ のときにサンプリングされて供給されるデータ $x(t+N)$ をフーリエ演算部5に供給すると、サンプリング時間 $t+1$ より供給されるN個のサンプリングデータに対する複素フーリエ係数 $X_r(k, t+1) - jX_i(k, t+1)$ を得ることができるものである。

【0072】

以上のようにして、連続的に供給されるデータ列に対し、フーリエ演算部5はサンプリング時間間隔で連続的にフーリエ変換処理を行うことができるが、そのフーリエ変換は供給されるデータ列の長さNを変えて、例えばNの値を大きくすることにより時間方向について解像度の高い周波数解析を行えるなど、フーリエ変換による解析解像度を変化させた演算結果を得ることができる。

【0073】

その解析解像度の変化は、例えばDFT演算により分析して得た結果を用いて行う適応的な信号処理を、あるいは対象とする制御系の適応的な制御を行う場合など、その目的に応じた分析結果を得るために、その離散フーリエ変換を任意の周波数帯域に対して任意の解像度（周波数間隔）で解析出来る必要がある。

【0074】

図4に、目的とする離散フーリエ解析により得るべき解像度に関する周波数関係を示す。

同図において、解析すべき周波数帯域の最低周波数をf1、最高周波数をf2とし、そのf1とf2の間をNポイントの解像度を有する再帰型離散フーリエ変換として示してあるが、この様にして示される解像度によりDFTを行う方法について述べる。

【0075】

その解像度の設定は、前述の図1に示した再帰型離散フーリエ変換装置に示した基底周波数設定部2で行われ、ここで設定された解像度情報に基づいて、再帰型DFT演算部3は解析する任意の周波数帯域の最低周波数f1と最高周波数f2、及びそれらの周波数f1とf2の間をN分割した値で示す所望の解像度（周波数間隔）をNポイントとしてフーリエ変換を行うものである。

【0076】

次に、このようにして行う、所望する任意の周波数帯域について所望する解像度を有して離散フーリエ変換演算をサンプリング時間間隔毎に行う方法について詳細に述べる。

【0077】

再帰型離散フーリエ変換を行うときに使用する式(15)において、三角関数で示される $\cos[2\pi k/N]$ 、及び $\sin[2\pi k/N]$ は、演算により求めるべきフーリエ解析ポイント数Nに関する基底関数を表している。

【0078】

従って、これらの三角関数中に示される基底周波数に関する k/N を所望する周波数帯域に一致するように、f1、f2、及びfsの値を設定する。

ここで、最低周波数f1に相当する基底関数の基底周波数 α を、 $\alpha = f1/fs$ とし

、最高周波数 f_2 に相当する基底関数の基底周波数 β を、 $\beta = f_2/f_s$ とする。

【0079】

そして、解像度をNポイントとするとき、周波数帯域 $f_1 \sim f_2$ における基底周波数は

【0080】

【数15】

$$\left(\frac{\beta - \alpha}{N-1} \right) k + \alpha$$

(ただし $k = 0 \sim N-1$)

【0081】

となり、従って、式(15)における基底周波数 k/N を次の式(16)で置きかえることにより、解析を所望する任意の周波数帯域について、所望する任意の解像度を有して変換を行うのに適した再帰型フーリエ変換の式を得ることが出来る。

【0082】

【数16】

$$\frac{1}{f_s} \left\{ \frac{(f_2 - f_1)k}{N-1} + f_1 \right\} \quad \dots \dots \dots \text{式(16)}$$

(ただし、 $0 \leq k \leq N-1$)

【0083】

その、任意の周波数解像度により変換を行なうための演算方法を式(17)に示す。

【0084】

【数17】

$$H(z) = A(1 - z^{-N}) \left\{ \frac{\cos[2\pi p] - j \sin[2\pi p] - z^{-1}}{1 - 2 \cos[2\pi p] z^{-1} + z^{-2}} \right\} \quad \dots \dots \dots \text{式(17)}$$

(但し、Aは $[x(t+N) - x(t)]$ に振幅値を与えるための正の定数、

$$p = \frac{1}{fs} \left\{ \frac{(f2 - f1)k}{N-1} + f1 \right\}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad \text{である。}$$

【0085】

図5に、任意の周波数解像度によりフーリエ変換を行うための構成について示す。

同図において、等間隔な時間でサンプリングされたサンプリングデータが線形時不変のシステムであるフーリエ演算部6に逐次供給され、例えば時間t+Nにおいて、データx(t+N)が新たに供給される。

【0086】

このとき、基底周波数設定部7では解析する任意の周波数帯域の下限周波数f1、及び上限周波数f2、そして所望する解像度Nを設定し、前述の式(16)に従って変換すべき基底周波数を決定して、線形時不変システムであるフーリエ演算部6に供給され、そのフーリエ演算部6ではその基底周波数に従って前述の式(15)で示された伝達関数を有するIIRフィルタ処理がなされる。

【0087】

このようにして、フーリエ演算部6からは、時刻t+1より供給されるN個のサンプリングデータに対するフーリエ係数の実数部としてXr(k, t+1)、虚数部としてXi(k, t+1)が出力信号として供給され、所望する任意の周波数帯域について所望する解像度によるDFT演算をサンプリング時間間隔毎に行うことが出来ることになる。

【0088】

このようして、解析のための解像度を任意に設定する再帰型離散フーリエ変換

演算を行うことができるが、そのフーリエ変換処理は新しく供給されるサンプル値毎に、式(15)を用いて行うことができ、その演算処理はkの値を0、1、2、……、N-1と変えて行うことにより、それぞれのkの値に応じて設定される各基底周波数における変換処理結果が得られる。

【0089】

ここで、再帰型離散フーリエ変換演算を行う変換式は、ある特定のkの値により設定される基底周波数は、他のkの値により設定される基底周波数の分析に対して関連することなく独立に変換処理結果を得ることが出来るため、任意のkの値に関連する特定の基底周波数に対するフーリエ変換演算結果を単独に求めることも可能である。

【0090】

そして、特定の周波数ポイントに着目したとき、すなわちkを特定の値としたとき、式(15)中にある三角関数の値は定数となるため、従来から用いられている前述の離散フーリエ変換の定義式(1)を用いて特定の基底関数に関するフーリエ変換よりも容易に、その基底関数に関するフーリエ演算結果を得ることが出来る。

【0091】

この特定の基底関数に関する信号成分の演算処理は、バタフライ演算を用いるFFTの場合ではさらに困難であるため、ここに示した再帰型離散フーリエ変換方法は、今後もますます多様的に使用される信号解析手法として幅広い応用が期待されるものである。

【0092】

以上、伝達関数を用いて行う再帰型離散フーリエ変換方法について述べたが、この変換方法は解析を所望する基底周波数を選択して行えることから、FFTのように取り扱うポイント数が2の幂乗に制限されることはなく、任意の正の整数値を取り得るものである。

【0093】

また、ここでは再帰型離散フーリエ変換方法について述べたが、同様の変換方法に再帰型逆離散フーリエ変換方法がある。

即ち、再帰型離散フーリエ変換方法は時系列データを周波数系列のデータに変換する方法であるが、再帰型逆離散フーリエ変換方法は周波数系列データを時系列のデータに変換する方法であり、ここに述べた方法を応用して再帰型逆離散フーリエ変換方法を実現することが出来る。

【0094】

そして、周波数系列のデータを再帰型逆離散フーリエ変換方法により時系列データとして生成し、生成された時系列データを再帰型離散フーリエ変換方法により周波数系列のデータに変換するときは、両者が相対応するパラメータを利用して変換を行う場合は、元の周波数系列データが再現される。

【0095】

そのパラメータとは、前述の式(15)においてAとして示した振幅値を規定する数値などであり、この数値としては1、 $1/N$ 、又はNの平方根の逆数などの値が割り付けられて用いられるものである。

【0096】

即ち、パラメータとして数値aが用いられて再帰型逆離散フーリエ変換がなされて生成されたデータを再帰型離散フーリエ変換に供給するようにして対称的な信号変換、信号再変換を行う場合は、そのときに用いられるパラメータに対応するAを用いてフーリエ逆変換、及びフーリエ変換を行なうと変換前のデータを得ることが出来る。

【0097】

そのa、及びAにより与えられる信号の振幅が、フーリエ逆変換側で与えられる値が1のときはフーリエ変換側では $1/N$ とし、フーリエ逆変換側が $1/N$ のときはフーリエ変換側は1とし、そしてフーリエ逆変換側がNの平方根の逆数によるときはフーリエ変換側でもNの平方根の逆数に基づく振幅を与えるようにすると、フーリエ逆変換を行なった信号をフーリエ変換することにより変換前のデータを得ることができる。

【0098】

そして、このフーリエ逆変換をOFDM(直交周波数分割多重)信号の生成装置に、フーリエ変換をOFDM信号受信装置に使用するような場合は、伝送され

るO F D M信号はその経路中で振幅値（伝送される信号の利得）を変動させる要因が多くあり、離散フーリエ変換時の振幅値は逆離散フーリエ変換時の値にほぼ対応している程度で良く、実際には離散フーリエ変換におけるAの値は組み込みやすい値を適宜選択して設定すればよい。

【0099】

【発明の効果】

請求項1記載の発明によれば、供給されるN個のサンプルよりなるデータ列に対して複素フーリエ変換を行い、次に供給される新しいサンプルのサンプル値より、既に複素フーリエ変換を行うために使用した最も古いサンプル値を減算して減算値を求めると共にその最も古いサンプルを削除し、その減算値と既に求めた複素フーリエ演算結果を基にして所定の伝達関数を用いて演算して新しいN個のサンプルに対する離散フーリエ係数を求めることが出来るので、従来の様にNサンプルのデータが供給されてからフーリエ演算を行うのと異なり、1サンプル期間内に高速にフーリエ演算結果を得ることが出来る効果を有している。

【0100】

また、請求項2記載の発明によれば、供給されるN個のサンプルよりなるデータ列に対して複素フーリエ変換を行い、次に供給される新しいサンプルのサンプル値より、既に複素フーリエ変換を行うために使用した最も古いサンプル値を減算して減算値を求めると共にその最も古いサンプルを削除し、その減算値と既に求めた複素フーリエ演算結果を基にして所定の伝達関数を用いて演算して新しいN個のサンプルに対する離散フーリエ係数を求めるに際し、分析して得るための周波数範囲を予め f_1 、及び f_2 により設定し、また解像度をNにより設定した基底周波数を用いてフーリエ演算を行うため、従来の様にNサンプルのデータが供給されてからフーリエ演算を行うときに一義的に周波数範囲と分解能が設定されてしまうのと異なり、任意の周波数範囲と分解能に対するフーリエ演算結果を、1サンプル期間ごとに、高速に得ることが出来る効果を有している。

【0101】

また、請求項3記載の発明によれば、請求項1、及び2の効果に加え、特に正の定数値Aを1、 $1/N$ 、又はNの平方根の逆数などの値を適宜選択して設定し

たFFTにより演算処理を行なうことが出来るので、例えば通信装置に用いられ、伝送すべき情報信号をIFFT（逆高速フーリエ変換）変換処理して時系列信号に変換してその時系列信号を伝送するような場合、その伝送された信号をFFTに供給してFFT演算を行うことにより情報信号を得るようなフーリエ演算方法において、そのIFFT演算に使用された、例えば1、 $1/N$ 、又はNの平方根の逆数であるaの定数値に対応する定数値AをFFT演算処理に用い、前記IFFTと相補的に動作するFFTを構成して前記情報信号を復号することができるなど、相対応する系から供給される信号に対しても、その系でのIFFT演算に使用されたaに対応する定数値Aを用いることにより、品質の良い特性を有する系を構築することができる効果を有している。

【0102】

また、請求項4記載の発明によれば、請求項1、及び2の効果に加え、特に前述のkの値を特定の値に設定することにより、そのkの値で定められる特定の周波数に対するフーリエ分析結果を短時間で算出することができるため、その特定の周波数のフーリエ変換結果により制御される系があるとき、その系の制御を最小の遅延時間で行なうことが出来、システム全体の応答特性を改善することができる、さらに品質の良い特性を有する制御系を構築することができるなどの効果を有している。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施例に関わる再帰型離散フーリエ変換装置の概略構成を示す図である。

【図2】

本発明の実施例に関わる再帰型離散フーリエ変換装置に供給される信号波形をサンプリングして得られるデータ値と、それに対するDFT演算の関係を模式的に示した図である。

【図3】

本発明の実施例に関わる伝達関数を用いて演算を行う再帰型離散フーリエ変換の構成を示す図である。

【図4】

本発明の実施例に関する再帰型離散フーリエ変換における解析周波数範囲、及び解像度の設定に関する周波数関係を示す図である。

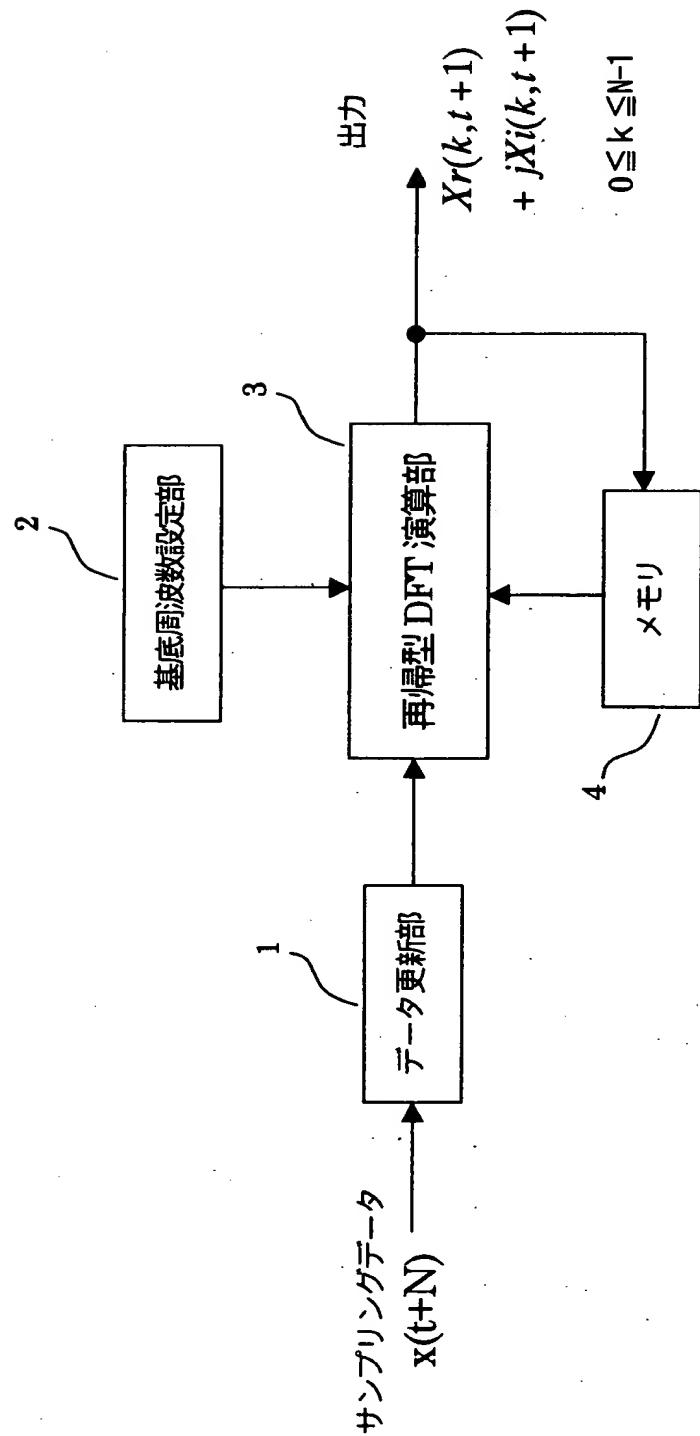
【図5】

本発明の実施例に関する伝達関数を用いて演算を行う再帰型離散フーリエ変換装置における解析周波数範囲、及び解像度の設定に関する構成を示す図である。

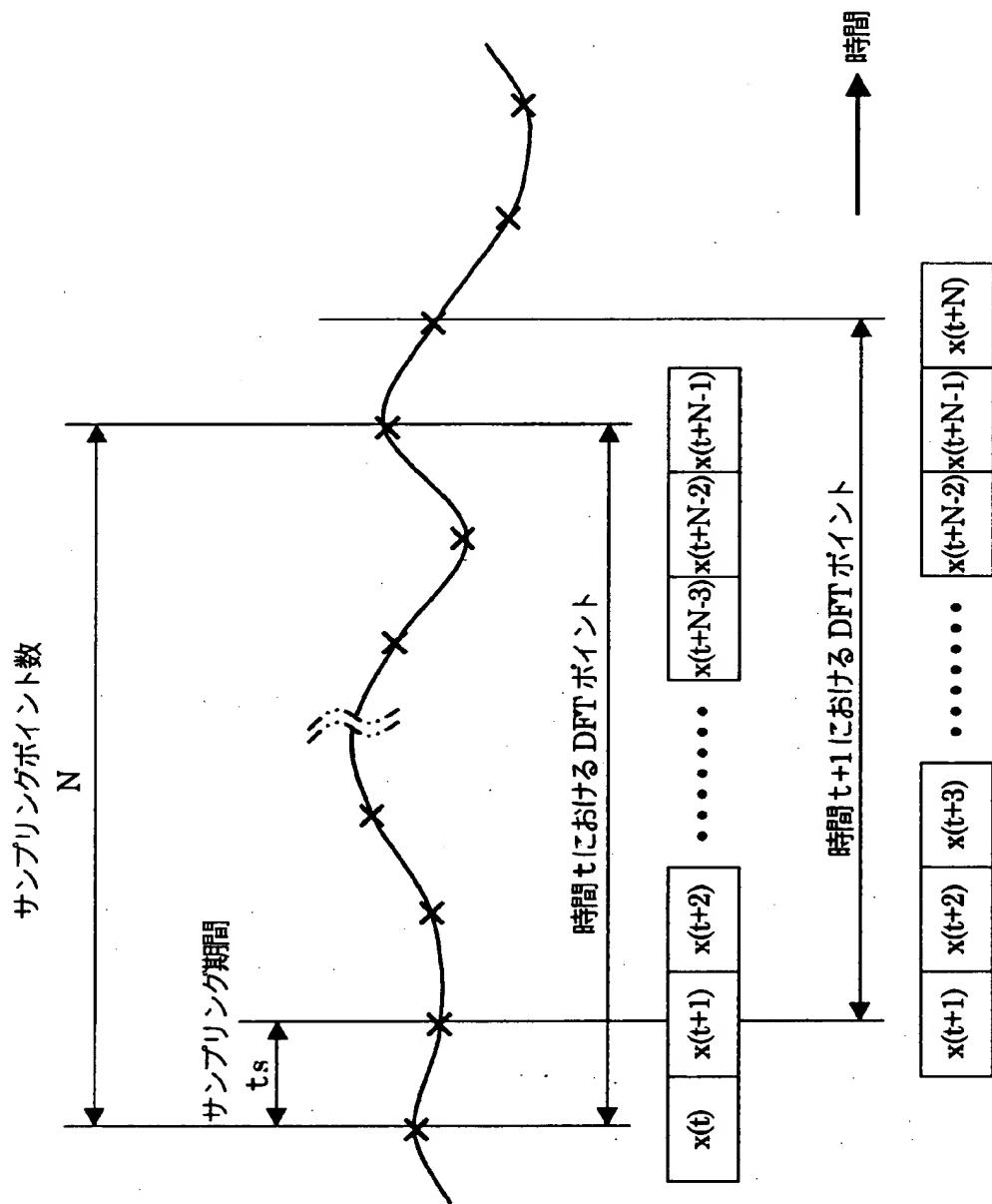
【符号の説明】

- 1 データ更新部
- 2 基底周波数設定部
- 3 再帰型DFT演算部
- 4 メモリ部
- 5、6 フーリエ演算部
- 7 基底周波数設定部

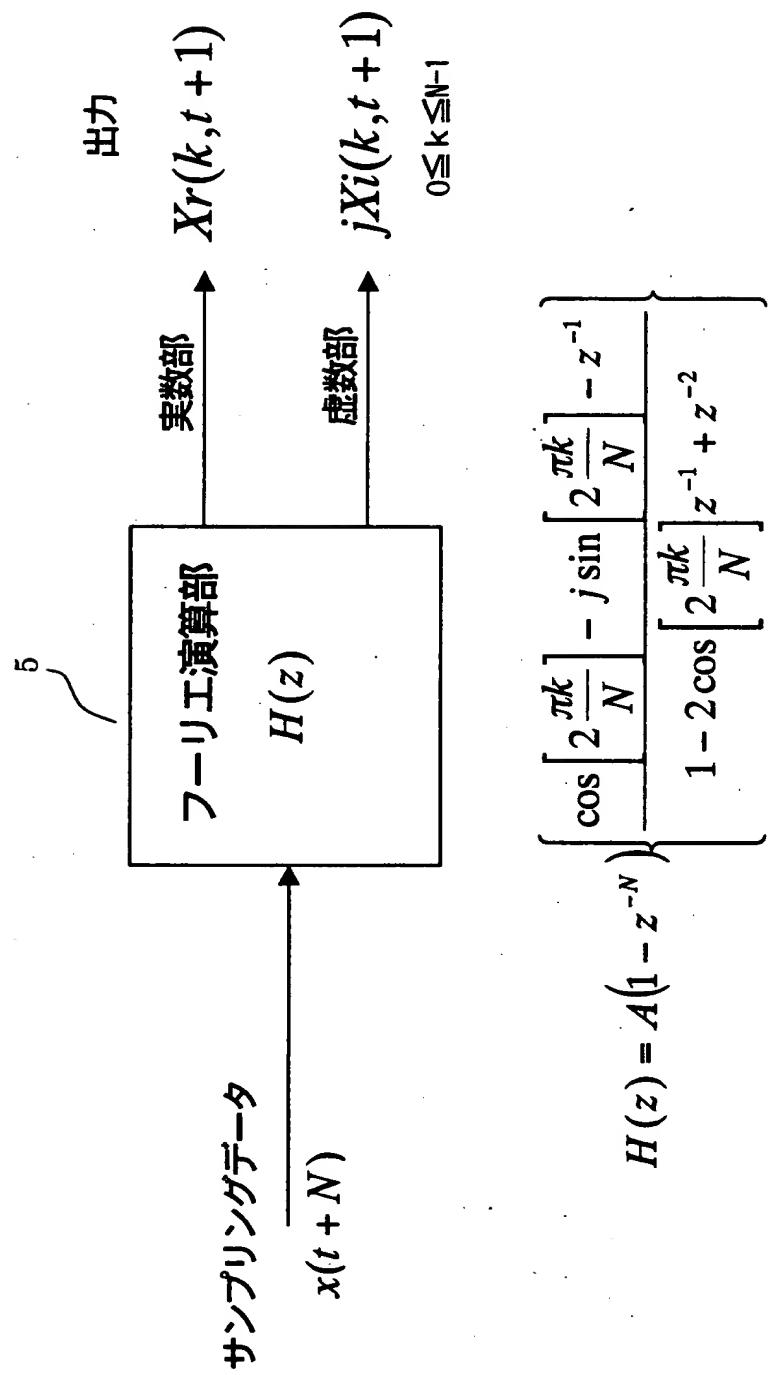
【書類名】 図面
【図1】



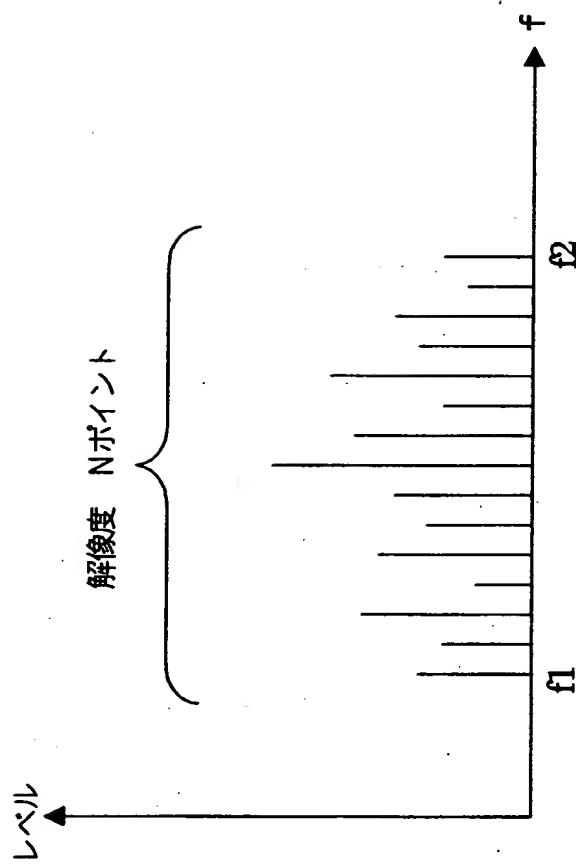
【図2】



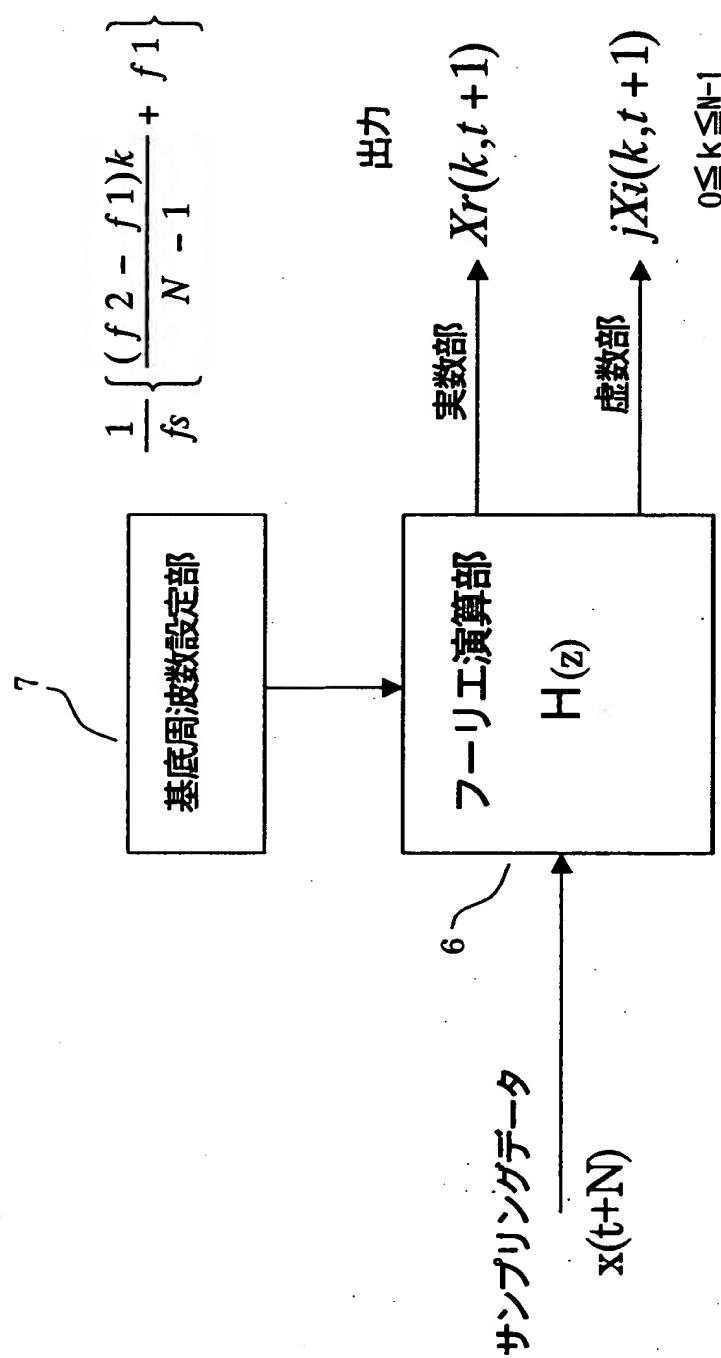
【図3】



【図4】



【図5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 逐次供給される、サンプリングデータを含むデータ列のフーリエ変換処理を、1サンプリング期間内で高速に行うことにある。

【解決手段】 所定の伝達関数を用いてフーリエ級数を求める再帰型DFTの演算方法において、データ更新部1において逐次供給されるデータのうち、最新のN個のデータを取得し古いデータは削除するようにするとともに、メモリ部4に一時記憶された直近のDFT演算結果を再帰型DFT演算部3に供給して演算し、最新のN個のデータ値に対するFFT演算結果をリアルタイムに得るようにした。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000004329]

1. 変更年月日 1990年 8月 8日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

氏 名 日本ビクター株式会社